

Control en modo deslizante de un rectificador monofásico con un filtro LCL*

Domingo Biel¹, Arnau Dòria-Cerezo² y Enric Fossas³

Resumen—En este artículo se presenta el análisis dinámico y el diseño de un controlador para un rectificador monofásico controlado con un filtro LCL. El algoritmo de control está basado en las técnicas de modos deslizantes que permiten unas buenas prestaciones de seguimiento y robustez en los convertidores de potencia. Durante el diseño se ha considerado la conexión a una red débil y con fuerte contenido armónico. La ley de control se ha validado mediante simulaciones numéricas con resultados satisfactorios incluso en casos de una red no ideal.

I. INTRODUCCIÓN

Con el objetivo de mejorar la calidad de la red eléctrica los rectificadores monofásicos incorporan un filtro LCL en su entrada. Este filtro elimina armónicos de conmutación que, por lo tanto, no alcanzan el nodo de conexión del equipo y no contaminan la red. Como contrapartida, el uso de este tipo de filtrado aumenta el orden del sistema y dificulta el diseño y ajuste de los controladores característicos del rectificador monofásico. Dichos controladores se necesitan para garantizar que el equipo trabaje con factor de potencia unitario a la entrada y proporcione una regulación de la tensión continua sobre la carga. Adicionalmente el diseño de los controladores debe tener en cuenta dos efectos importantes que pueden aparecer a la hora de realizar la conexión a la red eléctrica:

- 1) El modelado de la red eléctrica debe incluir una impedancia de red entre la fuente monofásica y el punto de conexión al cual se conecta el rectificador.
- 2) La red eléctrica puede contener armónicos.

En la literatura se encuentran trabajos que estudian la conexión de rectificadores con filtros LCL a la red. En muchos de ellos hay un estudio de efectos de resonancia debido al uso del filtro LCL y la interacción con la impedancia de red. Para resolver este problema se recurre al uso de resistencias (al precio de reducir la eficiencia del dispositivo) o mediante a soluciones más avanzadas como el *active damping* [1], especialmente atractivo para convertidores de gran potencia debido al uso de varios sensores.

*Este trabajo está parcialmente financiado por el proyecto DPI2010-15110 del Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España.

¹B. Biel Department d'Enginyeria Electrònica e Institut d'Organització i Control de Sistemes Industrials, Universitat Politècnica de Catalunya, 08028 Barcelona, Spain domingo.biel@upc.edu

²A. Dòria-Cerezo está en el Department d'Enginyeria Elèctrica e Institut d'Organització i Control de Sistemes Industrials, Universitat Politècnica de Catalunya, 08028 Barcelona, Spain arnau.doria@upc.edu

³E. Fossas está en el Department d'Enginyeria de Sistemes, Automàtica i Informàtica Industrial e Institut d'Organització i Control de Sistemes Industrials, Universitat Politècnica de Catalunya, 08028 Barcelona, Spain enric.fossas@upc.edu

Sin embargo, no se encuentran demasiadas referencias sobre el diseño de controladores para este tipo de convertidores, y en su mayoría son trabajos basados en técnicas lineales (controladores PI [2][3], *deadbeat control* [4][5], controladores PI en espacio de estados [6], controladores PI con resonadores [7]...).

La principal contribución de este trabajo es el estudio de la dinámica (no lineal) de un rectificador monofásico con filtro LCL conectado a una red débil y el diseño de un controlador basado en modos deslizantes (una técnica que permite obtener controladores robustos y con buenas prestaciones, y que es especialmente adecuada para sistemas de estructura variable como son los convertidores de potencia [8]). El resultado es una ley de control simple, que sólo requiere la medida de la corriente y la tensión en el nodo de conexión, y que ofrece buenos resultados bajo condiciones desfavorables de la red. Adicionalmente, la medida de la tensión de salida permite el diseño de un lazo externo robusto frente a las variaciones de la carga.

II. RECTIFICADOR MONOFÁSICO CON UN FILTRO LCL

La Figura 1 muestra el esquema simplificado de un rectificador monofásico controlado con un filtro LCL, cuyas ecuaciones dinámicas son

$$L_g \frac{di_g}{dt} = -r_g i_g - v_C + v_g \quad (1)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_g - i_f \quad (2)$$

$$L_f \frac{di_f}{dt} = -r_f i_f + v_C - uv_{Co} \quad (3)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = ui_f - \frac{v_{Co}}{R} \quad (4)$$

donde i_g, i_f son las corrientes de entrada y salida del filtro LCL, respectivamente, v_C es la tensión del condensador del filtro, y v_{Co} es la tensión en el bus de continua. La tensión de la red es $v_g = V_g \sin(\omega t)$ (donde V_g es la amplitud y ω la frecuencia) y $u \in \{-1, 1\}$ representa la señal de conmutación del conjunto de interruptores. L_g y L_f son las inductancias del filtro LCL, C es la capacitancia del condensador del filtro, C_o es la capacitancia del condensador del bus de continua, y r_g, r_f representan las pérdidas de las bobinas del filtro. Las ecuaciones (1) y (4) se pueden escribir en forma compacta

$$\frac{dx}{dt} = A(u)x + Bv_g$$

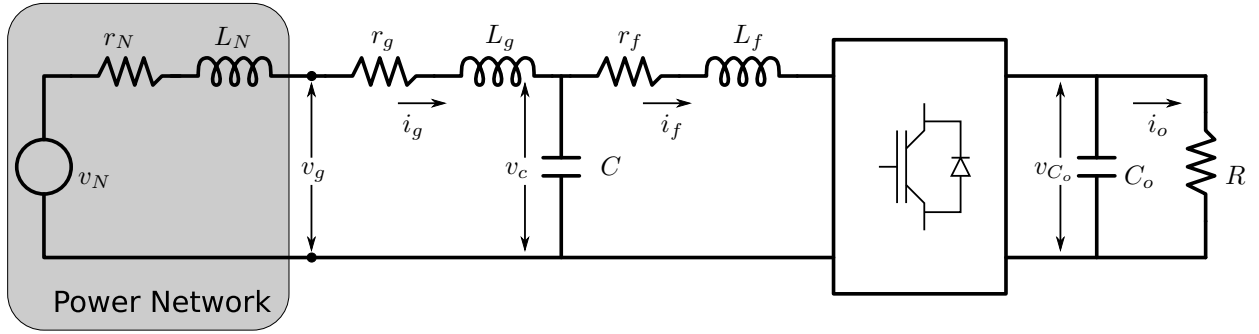


Fig. 1. Esquema simplificado de un rectificador monofásico controlado con un filtro LCL.

donde $x^T = (i_g, v_c, i_f, v_{C_o})$,

$$A(u) = \begin{pmatrix} -\frac{r_g}{L_g} & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} & -\frac{r_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f}u \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o}u & -\frac{1}{RC_o} \end{pmatrix}$$

y

$$B = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

El objetivo de control es doble: además de regular la tensión del bus de continua, v_{C_o} , a un valor deseado $v_{C_o}^d$, se pretende mantener un factor de potencia unitario. Estos requerimientos se pueden alcanzar mediante una corriente en la bobina del lado de la red de la forma $i_g^d = I_g \sin(\omega t)$, donde I_g toma el valor apropiado para obtener la tensión de continua deseada.

En una aplicación real, la tensión de la red contiene armónicos, y puede expresarse como

$$v_g = V_g \sin(\omega t) + \sum_{i=1}^n V_{gi} \sin((2i+1)\omega t + \phi_i). \quad (5)$$

Considerando estas hipótesis, el objetivo sigue siendo la regulación de la tensión del condensador de continua, v_{C_o} , con un factor de potencia unitario respecto a la primera componente armónica de v_g .

III. ANÁLISIS DE LA DINÁMICA CERO

La dinámica cero estudia el comportamiento de las variables internas asumiendo que se ha logrado el objetivo de control. Como se mencionó en la sección anterior, el objetivo de control para la corriente es tener factor de potencia unitario (estar en fase) respecto al primer armónico de la tensión de la red, $v_g = V_g \sin(\omega t)$. Entonces

$$i_g^d = I_g \sin(\omega t) \quad (6)$$

con un valor de I_g constante, y que viene dado por el balance de energía necesario para alcanzar la v_{C_o} deseada. Reemplazando (6) en (1), (2) y (3) se obtiene

$$i_f = \alpha_1 \sin(\omega t) + \alpha_2 \cos(\omega t) \quad (7)$$

$$v_{C_o}u = \beta_1 \sin(\omega t) + \beta_2 \cos(\omega t) \quad (8)$$

donde

$$\alpha_1 = I_g(1 - \omega^2 CL_g)$$

$$\alpha_2 = \omega C(r_g I_g - V_g)$$

$$\beta_1 = ((r_f L_g + r_g L_f)\omega^2 C - (r_f + r_g))I_g + (1 - \omega^2 CL_f)V_g$$

$$\beta_2 = \omega(r_f C(V_g - r_g I_g) - (L_f + L_g(1 - \omega^2 CL_f))I_g).$$

Finalmente, reemplazando $v_g(t) = V_g \sin(\omega t)$, (7) y (8) en (4), la dinámica remanente en la tensión de continua es

$$C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = -\frac{v_{C_o}}{R} + \frac{1}{v_{C_o}}g(t) \quad (9)$$

donde

$$g(t) = (\alpha_2 \beta_2 - \alpha_1 \beta_1) \cos^2(\omega t) + (\alpha_1 \beta_2 + \alpha_2 \beta_1) \cos(\omega t) \sin(\omega t) + \alpha_1 \beta_1.$$

La ecuación (9) es una EDO de Bernoulli, estable para valores $v_{C_o} > 0$, y revela que un perfecto seguimiento de la corriente de referencia introduce unas oscilaciones a una frecuencia 2ω en la tensión v_{C_o} , ver [9]. Nótese que la dinámica cero considerando una tensión de la red con armónicos (5), sigue siendo estable debido a que la correspondiente $g(t)$ es una función acotada.

Además, en el caso más general que incluya posible inyección de corriente a red (con un valor de corriente i_o), la ecuación (9) se transforma en

$$C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = -i_o(t) + \frac{1}{v_{C_o}}g(t)$$

que es una EDO de Abel, de clase A, tipo 2, que tiene soluciones inestables cuando $i_o(t) < 0$, ver [10].

IV. DISEÑO DEL CONTROLADOR

El esquema de control propuesto se muestra en la Figura 2. Un primer lazo de corriente, basado en técnicas de control por modos deslizantes, garantiza el seguimiento de la corriente de referencia, i_g^d , cuya portadora se calcula mediante un PLL. La amplitud de la corriente de referencia la proporciona el lazo externo de control.

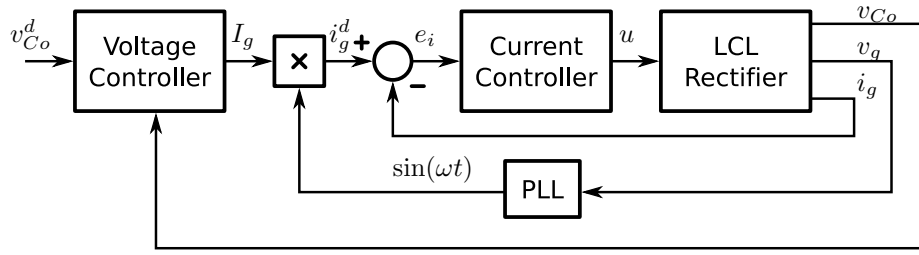


Fig. 2. Esquema de control propuesto.

A. Lazo interno de control de corriente

El lazo interno de control para la corriente se diseña mediante la técnica de modos deslizantes. Se define el error de corriente como

$$e_i = i_g^d - i_g$$

y se plantea como objetivo de control alcanzar $e_i = 0$. Debido a que el error e_i es de grado relativo tres respecto al control se considera la siguiente función de conmutación

$$\sigma = \tau_0 e_i + \tau_1 \frac{de_i}{dt} + \frac{d^2 e_i}{dt^2}, \quad (10)$$

que es de grado relativo uno. τ_0 y τ_1 son las ganancias del controlador que pueden ser ajustadas para modificar la dinámica del error.

El control equivalente, u_{eq} , resulta de resolver $\frac{d\sigma}{dt} = 0$, es decir,

$$\frac{\partial \sigma}{\partial x} (A(u_{eq})x + Bv_g) = 0. \quad (11)$$

De (10) y usando (1)-(4), se obtiene

$$\frac{d\sigma}{dt} = f(x) + \frac{1}{CL_g L_f} v_{Co} u$$

donde

$$f(x) = \frac{1}{CL_g^3 L_f} (c_1 i_g + c_2 v_C + c_3 i_f + c_4 v_g),$$

con los siguientes coeficientes

$$\begin{aligned} c_1 &= L_f(2L_g r_g - r_g^3 C + \tau_1 r_g^2 CL_g - L_g^2 \tau_1) \\ &\quad - \tau_0 CL_f L_g^2 r_g \\ c_2 &= L_g^2 - L_f \tau_0 CL_g^2 + L_g L_f - L_f r_g^2 C \\ &\quad + L_f \tau_1 r_g CL_g \\ c_3 &= L_g(L_g L_f \tau_1 - L_f r_g - L_g r_f) \\ c_4 &= L_f(\tau_0 CL_g^2 - \tau_1 r_g CL_g + r_g^2 C - L_g), \end{aligned}$$

y consecuentemente,

$$u_{eq} = -\frac{1}{L_g^2 v_{Co}} (c_1 i_g + c_2 v_C + c_3 i_f + c_4 v_g).$$

Existe deslizamiento en el subconjunto $\sigma = 0$ donde se satisface la condición de alcanzabilidad, $\sigma \frac{d\sigma}{dt} < 0$ [11]. De

$$\sigma \frac{d\sigma}{dt} = \sigma \frac{\partial \sigma}{\partial x} (A(u)x + Bv_g) < 0,$$

y la definición del control equivalente en (11), se obtiene

$$\sigma \frac{\partial \sigma}{\partial x} (A(u) - A(u_{eq}))x < 0,$$

que se simplifica en

$$\sigma \frac{v_{Co}}{L_g CL_f} (u - u_{eq}) < 0.$$

Finalmente, debido que $L_g, C, L_f > 0$, y asumiendo $v_{Co} > 0$, la condición de alcanzabilidad es equivalente a

$$\sigma(u - u_{eq}) < 0. \quad (12)$$

Entonces, la acción de control conmutada

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } \sigma < 0 \\ -1 & \text{si } \sigma > 0 \end{cases}$$

garantiza que la condición de alcanzabilidad (12) se satisface siempre que $-1 < u_{eq} < 1$.

B. Lazo externo de control de tensión

El lazo externo de tensión se diseña suponiendo un seguimiento perfecto de la referencia de corriente, es decir, $i_g = i_g^d$. En la Sección III, se obtuvo la dinámica cero para $i_g^d = I_g \sin(\omega t)$ y $v_g(t) = V_g \sin(\omega t)$ con I_g constante. De ese análisis se concluye que, en estado estacionario, aparecen oscilaciones a una frecuencia de 2ω en la tensión del condensador de continua, v_{Co} . Consecuentemente, el objetivo de control se traduce en regular el promedio¹ de la tensión, \bar{v}_{Co} .

Con este fin se considera el cambio de coordenadas

$$z = \frac{1}{2} \bar{v}_{Co}^2 \quad (13)$$

que transforma la ecuación (9) en una EDO lineal, ver [9] para más detalles.

Asumiendo un seguimiento perfecto de la corriente, la ley de control diseñada en la subsección anterior garantiza que

$$i_g = I_g(t) \sin(\omega t) \quad (14)$$

donde $I_g(t)$ es la amplitud necesaria para regular la tensión de salida a su valor deseado. Como se procede en la Sección III, reemplazando (14) en (1), (2), (3) y (4) se obtiene una dinámica compleja con las oscilaciones predichas en (9) y la primera, segunda y tercera derivadas de $I_g(t)$.

¹La función promedio de una señal periódica $f(t)$ de periodo T se calcula como $\bar{f}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau$.

Dado que suponemos $v_{C_o}(t) > 0$, el cambio de variables introducido en (13) es uno a uno, lo cual permite analizar la dinámica de la tensión de salida mediante la nueva variable z . Promediando la dinámica resultante mediante una ventana temporal de longitud $\frac{2\pi}{\omega}$, se obtiene

$$C_o \frac{dz}{dt} = -\frac{2}{R}z - a_2 I_g^2 + a_1 I_g - a_0 + \psi(t) \quad (15)$$

donde I_g se utilizará como variable de control para regular z a su valor deseado $z^d = \frac{1}{2}(v_{C_o}^d)^2$, $\psi(t)$ contiene todas las derivadas de I_g (y se considera como una perturbación externa), y

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{\pi(r_f(\omega^2 L_g C - 1)^2 + \omega^2 r_g^2 r_f C^2 + r_g)}{\omega} \\ a_1 &= \frac{\pi V_g(1 + 2\omega^2 r_g r_f C^2)}{\omega} \\ a_0 &= \pi V_g^2 \omega r_f C^2. \end{aligned}$$

Donde todos los parámetros son positivos, $a_2, a_1, a_0 > 0$. Reemplazando los parámetros por valores numéricos de un rectificador (por ejemplo el estudiado en la Sección V), el único coeficiente significativo es a_1 , y la ecuación (15) se reduce a un sistema lineal con una perturbación externa. Este nuevo modelo simplificado se regula mediante un control proporcional-integral (PI) de la forma

$$I_g = -k_p \tilde{z} - k_i z_e \quad (16)$$

$$\frac{dz_e}{dt} = \tilde{z}, \quad (17)$$

donde $\tilde{z} = z - z^d$. Entonces, debido a que z^d es constante, el lazo cerrado de (15) con (16)-(17) se convierte en

$$\begin{aligned} C_o \frac{d\tilde{z}}{dt} &= -\left(\frac{2}{R} + a_1 k_p\right) \tilde{z} - a_1 k_i z_e + \psi(t) \\ \frac{dz_e}{dt} &= \tilde{z}. \end{aligned}$$

La dinámica resultante del sistema en lazo cerrado viene dada por

$$\frac{d\xi}{dt} = A_\xi \xi + \Psi(t) \quad (18)$$

donde $\xi = (\tilde{z}, z_e)^T$,

$$A_\xi = \begin{pmatrix} -\frac{1}{C_o} \left(\frac{2}{R} + a_1 k_p\right) & -\frac{1}{C_o} a_1 k_i \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

y

$$\Psi(t) = \begin{pmatrix} \psi(t) \\ 0 \end{pmatrix}.$$

La matriz de estado, A_ξ , es Hurwitz si

$$\begin{aligned} (2/R) + a_1 k_p &> 0 \\ a_1 k_i &> 0, \end{aligned}$$

condiciones que garantizan la estabilidad de (18) sin perturbar. Entonces, si éstas últimas condiciones se cumplen, existe una matriz P simétrica y definida positiva que es solución de la ecuación de Lyapunov

$$PA_\xi + A_\xi^T P = -I,$$

de tal forma que la candidata a función de Lyapunov

$$V(\xi) = \frac{1}{2} \xi^T P \xi, \quad (19)$$

satisface $V(\xi) > 0$.

La estabilidad de (18) puede ser analizada usando el Lema 9.2 en [12]. Derivando (19) respecto al tiempo se tiene

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= -\xi^T \xi + \Psi^T(t) P \xi \\ &\leq -\|\xi\|^2 + \lambda_{\max}(P) \|\psi(t)\| \|\xi\|, \end{aligned} \quad (20)$$

donde λ_{\max} es el mayor valor propio de P . Asumiendo de la perturbación $\psi(t)$ está acotada

$$\|\psi(t)\| \leq \delta,$$

la desigualdad (20) se puede reescribir,

$$\frac{dV}{dt} \leq -\|\xi\| (\|\xi\| - \delta \lambda_{\max}(P))$$

Lo cual permite concluir que las trayectorias convergerán a la bola definida por $\|\xi\| < \delta \lambda_{\max}(P)$ puesto que, en el exterior de la bola, la derivada de V sobre las trayectorias es negativa.

La noción de estabilidad puntual es una idealización de la situación real donde en lugar de converger a un punto se converge hacia una cierta bola que se suele llamar dominio de estabilidad práctica. Obsérvese que a partir de la matriz A_ξ y del tamaño deseado del *dominio de estabilidad práctica* se obtiene una relación implícita entre δ y los coeficientes del controlador PI.

V. SIMULACIONES

El presente apartado muestra los resultados de simulación obtenidos con un rectificador monofásico con filtro LCL y los algoritmos de control detallados en los apartados anteriores. El convertidor de potencia tiene los siguientes parámetros: $L_g = 300\mu\text{H}$, $r_g = 50\text{m}\Omega$, $C = 20\mu\text{F}$, $L_f = 100\mu\text{H}$, $r_f = 50\text{m}\Omega$ y $C_o = 2\text{mF}$. Los parámetros del control externo PI son: $k_p = 2.4 \cdot 10^{-3}$ y $k_i = 160.7 \cdot 10^{-3}$. Las constantes de la superficie de deslizamiento se han fijado a los valores $\tau_0 = 10^8$ y $\tau_1 = 2 \cdot 10^4$, que proporcionan una dinámica de amortiguamiento crítico con polo real doble de constante de tiempo de $100\mu\text{s}$ en el error de corriente cuando se encuentra en modo deslizante. El ciclo de histéresis del comparador, que implementa el control en modo de deslizamiento, se ha ajustado para que el convertidor opere con una frecuencia de conmutación en el rango de 10 a 20 kHz. Con el objetivo de mostrar la robustez de los controladores frente a variaciones de la carga se realiza un cambio abrupto de circuito abierto a $R = 20\Omega$ a los 10 milisegundos en todas las simulaciones; dado que se procede a regular la tensión de salida a un valor promedio de 450V, el valor de la potencia de salida es de 10 kW, aproximadamente. Las Figuras, que a continuación se presentan, muestran las dinámicas de las variables características del sistema, a saber: la corriente de entrada (i_g), la variable de salida del controlador externo (amplitud de referencia de la corriente de entrada) (I_g), la tensión en el nodo de conexión (v_g), la tensión de salida del rectificador (v_{C_o}) y su referencia ($v_{C_o}^d$).

A. Primer ensayo. Conexión a red eléctrica ideal con impedancia baja.

En este primer ensayo se supone que la red eléctrica es ideal, $v_N(t) = 220\sqrt{2}\sin(2\pi 50t)$, y la impedancia de red puede caracterizarse mediante una inductancia de valor $L_N = 100\mu\text{H}$, conjuntamente con una resistencia de pérdidas de valor $r_N = 50\text{m}\Omega$.

Tal y como puede deducirse a partir de la Figura 3, el valor promedio de la tensión de salida recupera el valor de referencia tras el cambio de carga. Puede comprobarse, también, como la corriente y la tensión de entrada se encuentran en fase.

B. Segundo ensayo. Conexión a red eléctrica ideal con impedancia alta.

A continuación se presenta el resultado cuando la red eléctrica es ideal, $v_N(t) = 220\sqrt{2}\sin(2\pi 50t)$, y la impedancia de red adquiere los valores de $L_N = 1\text{mH}$ para la inductancia y $r_N = 50\text{m}\Omega$ para su resistencia de pérdidas, Figura 4.

El efecto más importante del aumento de la impedancia de red es un incremento del rizado de la tensión en el punto de conexión. El sistema presenta dinámicas prácticamente idénticas al caso anterior debido a la correcta estimación del armónico fundamental de la tensión en el nodo de conexión por parte del PLL.

C. Tercer ensayo. Conexión a red eléctrica con contenido armónico.

Por último, con el objetivo de evaluar el funcionamiento de los controladores cuando la red se encuentra “contaminada”, se considera una red eléctrica con cierto contenido armónico. En este caso, la red viene dada por la expresión

$$v_N = V_N \sin(\omega t) + \sum_{i=1}^4 V_{Ni} \sin((2i+1)\omega t + \phi_i),$$

donde $V_N = 220\sqrt{2}$, $\omega = 2\pi 50$, $V_{N1} = 0.2V_N$, $V_{N2} = 0.1V_N$, $V_{N3} = 0.05V_N$, $V_{N4} = 0.025V_N$, $\phi_1 = 45^\circ$, $\phi_2 = 0^\circ$, $\phi_3 = 30^\circ$ y $\phi_4 = 0^\circ$. La impedancia de red se ha fijado a los valores $L_N = 100\mu\text{H}$ y $r_N = 50\text{m}\Omega$.

La Figura 5 muestra los resultados obtenidos y puede observarse el efecto del contenido armónico sobre la tensión del nodo de conexión. Tal y como se ha indicado en la Sección III, el comportamiento del sistema es estable y el efecto de los armónicos se observa en el rizado de la tensión de salida cumpliendo con la ecuación (9).

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado un controlador basado en las técnicas de modo de deslizamiento para el control de un rectificador monofásico con un filtro LCL. Durante el diseño y el análisis se ha considerado el efecto de una red débil y con contenido armónico, garantizando robustez frente a variaciones de la carga y manteniendo un factor de potencia unitario.

El algoritmo obtenido se ha validado mediante simulaciones numéricas y se ha observado un buen comportamiento incluso en redes no ideales.

Trabajos futuros incluyen la validación del algoritmo en un dispositivo real de laboratorio.

REFERENCIAS

- [1] M. Malinowski and S. Bernet. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase pwm converters with an lcl filter. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 55(4):1876–1880, 2008.
- [2] J. Dannehl, C. Wessels, and F.W. Fuchs. Limitations of voltage-oriented pi current control of grid-connected pwm rectifiers with lcl filters. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 56(2):380–388, 2009.
- [3] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 41(5):1281–1291, 2005.
- [4] Y.A.-R.I. Mohamed, M.A. Rahman, and R. Seethapathy. Robust line-voltage sensorless control and synchronization of lcl-filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 27(1):87–98, 2012.
- [5] E. Wu and P.W. Lehn. Digital current control of a voltage source converter with active damping of lcl resonance. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 21(5):1364–1373, 2006.
- [6] J. Dannehl, F.W. Fuchs, and P.B. Thogersen. Pi state space current control of grid-connected pwm converters with lcl filters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 25(9):2320–2330, 2010.
- [7] Y. Tang, P.C. Loh, P. Wang, F.H. Choo, and K.K. Tan. Improved one-cycle-control scheme for three-phase active rectifiers with input inductor-capacitor-inductor filters. *IET Power Electronics*, 4(5):603–614, 2011.
- [8] R. Venkataramanan. *Sliding mode control of power converters*. Dissertation (Ph.D.), California Institute of Technology, 1986.
- [9] R. Griñó, E. Fossas, and D. Biel. Sliding mode control of a full-bridge unity power factor rectifier. *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 281:139–148, Springer-Berlin, 2002.
- [10] C. Batlle, A. Dòria-Cerezo, and E. Fossas. Bidirectional power flow control of a power converter using passive hamiltonian techniques. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 36(7):769–788, 2008.
- [11] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor & Francis, 1999.
- [12] H.K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 3rd edition, 2002.

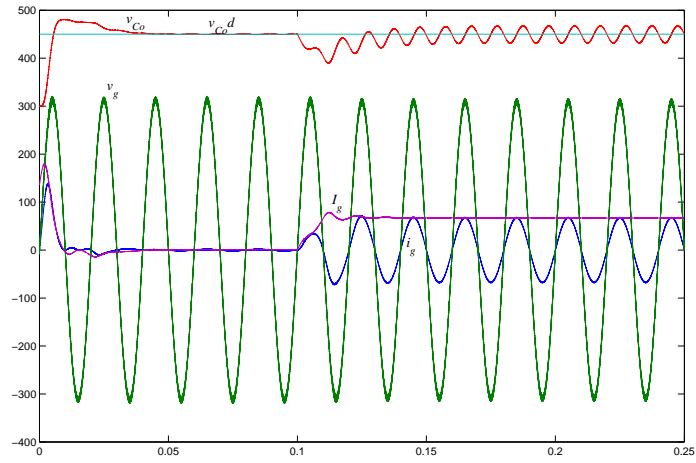


Fig. 3. Conexión a red eléctrica ideal con impedancia baja.

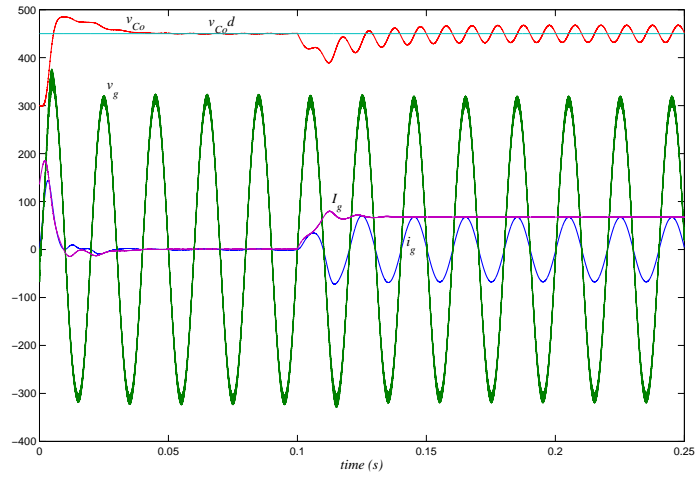


Fig. 4. Conexión a red eléctrica ideal con impedancia alta.

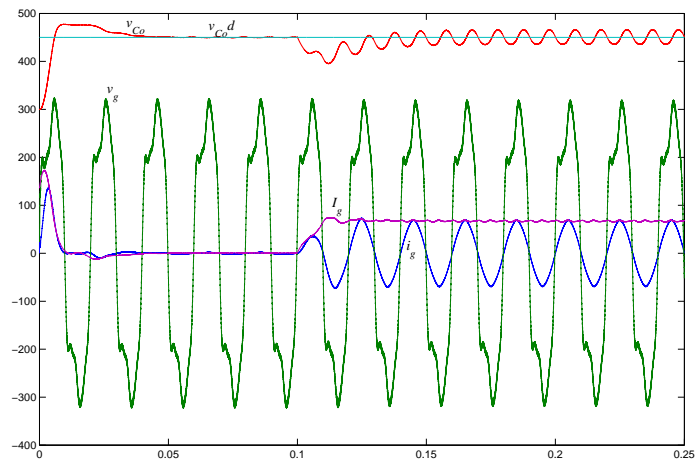


Fig. 5. Conexión a red eléctrica con contenido armónico.